

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-8782

(43) 公開日 平成8年(1996)1月12日

(51) Int.Cl.⁶
H 0 4 B 1/707

識別記号 庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 13/ 00

D

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平6-141583

(22) 出願日 平成6年(1994)6月23日

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 彦惣 桂二

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ャープ株式会社内

(72) 発明者 岡本 直樹

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ャープ株式会社内

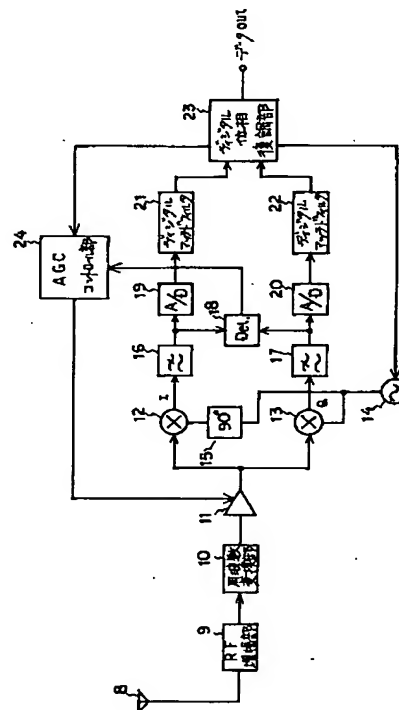
(74) 代理人 弁理士 梅田 勝

(54) 【発明の名称】 直接スペクトル拡散通信方式

(57) 【要約】

【目的】 直接スペクトル拡散通信方式において、受信信号のC/N比に応じてA/D変換器入力振幅レベルを最適化することにより誤り率特性を最良とする。

【構成】 復調をデジタルで行う直接スペクトル拡散通信方式において、受信機内に、C/N (信号電力対ノイズ電力) 比を検知する第1処理過程と、A/D変換器における入力信号に対する量子化レベルの値を、上記第1処理過程により検知されたC/N比の値に適合する値に設定する第2処理過程とを有することを特徴とする。



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 復調をディジタルで行う直接スペクトル拡散通信方式において、

受信機内の処理において以下の第 1、第 2 の処理過程；
C/N（信号電力対ノイズ電力）比を検知する第 1 処理過程と、

A/D 変換器における入力信号に対する量子化レベルの値を、上記第 1 処理過程により検知された C/N 比の値に適合する値に設定する第 2 処理過程；とを有することを特徴とする直接スペクトル拡散通信方式。

【請求項 2】 請求項 1 記載の第 2 処理過程における A/D 変換器の量子化レベルの値は、測定された C/N 比の値に適合する、入力信号の振幅レベルの値によって設定されることを特徴とする直接拡散スペクトル拡散通信方式。

【請求項 3】 請求項 1 記載の第 2 処理過程における A/D 変換器の量子化レベルの値は、測定された C/N 比の値に適合する、受信信号に対する A/D 変換器のリファレンスレベルの値によって設定されることを特徴とするスペクトル拡散通信方式。

【請求項 4】 復調をディジタルで行う直接スペクトル拡散通信方式において、

A/D 変換器における入力信号に対する量子化レベルの値を、同期引き込み時、及び同期捕捉時それぞれに適合する量子化レベル値に設定することを特徴とする直接拡散スペクトル拡散通信方式。

【請求項 5】 復調を非同期で行い、かつディジタルで行う直接拡散スペクトル拡散通信方式において、

前記受信機内の処理において以下の第 1、第 2 の処理過程；送受信機間の搬送波の周波数差を検知する第 1 処理過程と、

前記 A/D 変換器における入力信号に対する量子化レベルの値を上記第 1 処理過程により検知された搬送波周波数差の値に適合する値に設定する第 2 処理過程；とを有することを特徴とする直接拡散スペクトル拡散通信方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、直接拡散スペクトル拡散通信受信装置の改良に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来のデータ通信には、狭帯域変調方式（AM（振幅変調）、FM（周波数変調）、BPSK（2 相位相シフトキーイング）、QPSK（4 相位相シフトキーイング）等）を用いた通信が一般に実用されている。これらは、受信機における復調を比較的小型の回路で実現できるが、マルチパスや狭帯域雑音に弱いという欠点も有している。

【0003】 これに対してスペクトル拡散通信方式は、送信側ではデータ（アナログ、ディジタルどちらでも構

2

わない）の周波数スペクトルを PN（pseudo noise：擬似ランダム）符号によって拡散し、受信機側で該 PN 符号と時間同期（相関）をとる事でマルチパス及び狭帯域雑音の影響を軽減するという特徴を有し、重要な技術として注目されている。

【0004】 スペクトル拡散方式の手法には、直接拡散、周波数ホッピング、時間ホッピング及びこれらのうちのいくつかを組み合わせたハイブリッド方式等があり、この中で直接拡散方式は、データ速度よりかなり速いチップ速度を持つ PN 符号とデータとを乗算する事でスペクトルを拡散する手法であり、回路的にも他の手法に比べて容易に実現でき、また PN 符号の区別によって同じ周波数帯域での多重通信が可能となる。このような多重方式を CDMA（Code Division Multiple Access：コード分割多元接続）、または SSMA（Spread Spectrum Multiple Access：スペクトル拡散多元接続）と呼ぶ。

【0005】 また一般にベースバンド帯域に周波数変換した後にアナログ/ディジタル変換（サンプリング、以後 A/D 変換と称す）し、信号処理をすべてディジタル処理で行われることがある。これによりベースバンド部の小型化、簡素化が可能となる。またこの場合には、ディジタルマッチドフィルタが用いられる事が多い。

【0006】 直接拡散方式、ディジタル復調方式を用いたスペクトル拡散通信システムの概略のブロック図を図 8、図 9 に示す。ここで図 8 は送信系、図 9 は受信系に関するものである。

【0007】 まず送信系について図 8 を用いて説明する。+1、または 0 で表されるような 2 進送信データ系列は、まず PN 符号発生部 79 で生成された PN 符号（+1、または 0 で表される 2 進符号系列）と EX-OR 80 で排他的論理和される。これにより得られた系列は乗算器 82 で正弦波発生器 81 で生成された正弦波と乗算、BPSK 変調される。この後この系列は周波数変換部 83 で RF 帯に周波数変換され、電力増幅部 84 で電力増幅され送信アンテナ 85 より送信される。このように本実施例では情報変調として BPSK 変調が用いられている。これらの動作は一般的なもので、一般的な直接拡散スペクトル拡散通信方式用送信装置で構わない。

【0008】 受信機側では、図 9 に示すように、受信用アンテナ 86 により受信された信号は、RF 増幅部 87 により電力増幅され、周波数変換部 88 により中間周波数に変換される。中間周波数に変換された信号は、AGC（Auto Gain Control：自動利得制御）増幅器 89 により A/D 変換器 96、97 に最適な振幅で入力されるよう利得制御される。この後 2 分波され、一方はローカル正弦波信号発生部 90 により発生された正弦波信号と、もう一方は該正弦波信号を 90° 位相器 91 により 90° 位相シフトされた信号と、それぞ

3

れ乗算器 9 3、9 2 で乗算され、それぞれ低域通過フィルタ 9 5、9 4 を通り、A/D 変換器 9 7、9 6 によりデジタル値化される。ここで情報変調に BPSK、QPSK 等を用いており、さらに受信機側で同期検波するとしたならば、この A/D 変換器は 3 ビット程度あれば良いとされている。このようにデジタル化された受信信号はそれぞれデジタルマッチドフィルタ部 9 9、9 8 により相関が取られ、そのピーク値を用いてデジタル位相復調部 1 0 0 により復調されデータを得る。

【0009】また両相関出力を用いて信号電力（信号成分、及び雑音をあわせた全受信信号電力）を得、この値が一定となるよう AGC コントロール部 1 0 1 により AGC 増幅部 8 9 を制御している。ここでこの AGC コントロール部は一般に図 8 に示す回路で実現される。相関信号によって得られた信号電力は差動増幅部 1 0 2 によって基準電圧と比較される。この後、この差信号はループフィルタ部 1 0 3 により積分されて AGC 増幅部 8 8 を制御する制御信号が生成される。このループは、相関信号により得られた信号電力を基準電圧と等しくするような方向に動作する。

【0010】このようにスペクトルを拡散する事で広い帯域幅で通信が行われる事になり、マルチパスや狭帯域雑音に対してより効果的な通信が可能となる。さらにデジタル化（量子化）されることで復調部の微調整が不要となり、構成も簡易、小型化されるというメリットを有する。

【0011】スペクトル拡散通信方式に関しては科学技術出版社発行の「スペクトル拡散通信システム」p 1 0 ~ p 1 6 に詳しく述べられている。

【0012】

【発明が解決しようとする問題点】一般にデジタル復調方式を用いればベースバンド部の回路は非常に簡易、小型化されるが、A/D 変換器の最大入力電圧範囲に対して、A/D 変換器入力振幅レベルをどの程度のレベルに割り当てるかで誤り率特性が異なり、さらにその最適値が相関前の信号電力（信号成分のみの電力）対ノイズ電力比（以後 C/N 比と称する。ここでは逆拡散前の C/N 比を表す）によって異なり、C/N 比が低くなれば低くなるほど A/D 変換器入力振幅レベルの最適値は低くなる。よって相関ピーク信号のみで受信信号振幅をコントロールしても最適な特性は得られないという問題点を有する。

【0013】また周波数同期過程において、周波数引き込み時、及び捕捉時で A/D 変換器入力振幅レベルの最適値も異なり、周波数引き込み時には周波数捕捉時に比べて A/D 変換器入力振幅レベルの最適値は低くなるという問題点を有する。

【0014】また差動検波等を用いるような送受信機間で周波数差をもつような場合にはその周波数差によって最適な A/D 変換器入力振幅レベルがことなり、一般に

4

周波数差が大きいほど最適な A/D 変換器入力振幅レベルは大きくなるという問題点を有する。

【0015】本発明は直接拡散スペクトル通信方式及び通信装置において、A/D 変換器の量子化レベルの最適化を行うことを目的とするものである。

【0016】

【課題を解決するための手段】本発明の復調方式においては、受信信号をサンプリングし、量子化を行う A/D 変換器と、受信電力を知る手段と、量子化されたデジタル値と相関をとるデジタルマッチドフィルタ部と、A/D 変換器より前段におかれた AGC（自動利得制御）用増幅部、さらに前記マッチドフィルタの相関ピーク出力、及び前記受信電力を用いて、前記 A/D 変換器入力振幅レベルを最適化しようゲインコントロール信号を生成し、AGC 増幅部をコントロールする AGC コントロール部により構成した。

【0017】また受信信号をサンプリングし、量子化を行う A/D 変換器と、量子化されたデジタル値と相関をとるデジタルマッチドフィルタ部と、A/D 変換器より前段におかれた AGC（自動利得制御）用増幅部、さらに前記マッチドフィルタの相関ピーク出力を用いて、周波数制御信号を算出し周波数同期を行う周波数同期部と、周波数同期確立を判断する判別手段と、その判別結果に基づき前記 A/D 変換器入力振幅レベルを最適化しようゲインコントロール信号を生成し、AGC 増幅部をコントロールする AGC コントロール部により構成した。

【0018】また雑音電力と信号電力を知る手段と、周波数同期確立判別手段とを併せ持ち、双方を用いて A/D 変換器入力振幅レベルを最適化しようゲインコントロール信号を生成し、AGC 増幅部をコントロールする AGC コントロール部により構成した。

【0019】または受信信号をサンプリングし、量子化を行う A/D 変換器と、受信電力を知る手段と、量子化されたデジタル値と相関をとるデジタルマッチドフィルタ部と、A/D 変換器より前段におかれ A/D 変換器入力電力を一定とする AGC（自動利得制御）増幅部、さらに前記マッチドフィルタの相関ピーク出力、及び前記受信電力を用いて、前記 A/D 変換器のリファレンスレベルを最適化しようコントロールする A/D コントロール部により構成した。

【0020】または雑音電力と信号電力を知る手段と、周波数同期確立判別手段とを併せ持ち、双方を用いて A/D 変換器のリファレンスレベルを最適化しようコントロールする A/D コントロール部により構成した。

【0021】または受信信号をサンプリングし、量子化を行う A/D 変換器と、量子化されたデジタル値と相関をとるデジタルマッチドフィルタ部と、A/D 変換器より前段におかれた AGC（自動利得制御）用増幅部、さらに前記マッチドフィルタの相関ピーク出力を用

10

20

30

40

50

5

いて、差動復調を行う際に周波数差に応じた信号を生成する周波数差算出手段と、その算出結果に基づき前記A/D変換器入力振幅レベルを最適化しようゲインコントロール信号を生成し、AGC増幅部をコントロールするAGCコントロール部により構成した。

【0022】もしくは受信信号をサンプリングし、量子化を行うA/D変換器と、量子化されたデジタル値と相関をとるデジタルマッチドフィルタ部と、A/D変換器より前段におかれたAGC増幅部、さらに前記マッチドフィルタの相関ピーク出力を用いて、差動復調を行う際に周波数差に応じた信号を生成する周波数差算出手段と、その算出結果に基づき前記A/D変換器のリファレンスレベルを最適化しようA/Dコントロール部により構成した。

【0023】または雑音電力と信号電力を知る手段と、周波数差算出手段とを併せ持ち、双方を用いてA/D変換器のリファレンスレベルを最適化しようコントロールするA/Dコントロール部により構成した。

【0024】また雑音電力と信号電力を知る手段と、周波数差算出手段とを併せ持ち、双方を用いてA/D変換器入力振幅レベルを最適化しようゲインコントロール信号を生成し、AGC増幅部をコントロールするAGCコントロール部により構成した。

【0025】

【作用】本発明によれば、受信信号 $s(t)$ は増幅、周波数変換され、その後AGC増幅部を通される。その後、互いに直交するようなローカル正弦波信号が乗算され、同相及び直交ベースバンド成分が生成される。これら両ベースバンド信号はこの後1対のA/D変換器によりデジタル化される。また、両ベースバンド信号から受信電力が得られる。また上述のデジタル化された両信号は、デジタルマッチドフィルタにより相関が取られ、その両相関ピーク出力から信号電力が得られると共に、両相関ピーク出力を用いてデジタル位相復調部において復調がなされデータが得られる。また先に得られた受信電力と信号電力を用いて、A/D変換器入力レベルを最適とするよう上述のAGC増幅部を制御することで最良な誤り率特性が実現できる。

【0026】また周波数同期検出回路を設け、ここで周波数同期が行われたかどうかを検出し、周波数引き込み時と周波数捕捉時でA/D変換器入力レベルを切り替え、常に最適な誤り率特性を実現する。

【0027】または、AGC増幅部によりA/D変換器への入力電力を一定とし、先に得られた受信電力と信号電力によりA/D変換器のリファレンスレベルをコントロールすることで同様の結果が得られる。

【0028】また非同期で復調を行うような場合、デジタルマッチドフィルタにより相関が取られ、その両相関ピーク出力からデジタル位相復調部において差動検波等により復調がなされデータが得られる。さらにこれ

6

ら両相関ピークを用いて送受信機間の周波数差に応じた値が得られ、それに応じてA/D変換器入力レベルを最適化、もしくはA/D変換器のリファレンスレベルをコントロールする。

【0029】または、先に得られた受信電力と信号電力で得られたC/Nを併用することで、A/D変換器入力レベルを最適とするよう上述のAGC増幅部を制御、もしくはA/D変換器のリファレンスレベルをコントロールすることで最良な誤り率特性が実現できる。

10 【0030】

【実施例】図1、図2に第1の実施例に関する概略ブロック図を示す。ここで図1は送信系、図2は受信系を表す。

【0031】まず送信系について図1を用いて説明する。+1、または0で表されるような2進送信データ系列は、まずPN符号発生部1で生成されたPN符号(+1、または0で表される2進符号系列)とEX-OR2で排他的論理和される。これにより得られた系列は乗算器4で正弦波発生器3で生成された正弦波と乗算、BPSK変調される。この後この系列は周波数変換部5でRF帯に周波数変換され、電力増幅部6で電力増幅され送信アンテナ7より送信される。このように本実施例では情報変調としてBPSK変調が用いられているが、本発明の趣旨を逸脱するものでない限り他の変調手段を用いても構わない。

【0032】次に図2を用いて受信系について説明する。受信アンテナ8で受信された受信信号はまずRF増幅部9によって電力増幅され、周波数変換部10によりIF帯に周波数変換される。その後AGC増幅部11を経由した後に分波される。ここでAGC増幅部11は後段のA/D変換器19、20の入力振幅を調整するためのものであり、特にこの場所に置かれる必要性はなく、A/D変換器19、20の前段であればどこでも構わない。

【0033】この後、両信号に、ローカル正弦波信号発振部14で発生された信号を90°位相器15で90°位相回転されたローカル正弦波信号と位相回転されないローカル正弦波信号をそれぞれ乗算器12、13で乗算する。これらの信号をそれぞれ低域通過フィルタ16、17を通過することで直交したベースバンド信号が生成される。

【0034】この後これら両信号を用いて検波部18によって受信電力が得られる。この受信電力は、AGCコントロール部24においてAGC増幅部11の制御に用いられる。

【0035】これらの両信号はA/D変換器19、20によってデジタル値化されるが、この時にA/D変換器の最大変換入力レベルに対してどの程度の振幅で入力させるかで誤り率特性が異なる。よって誤り率が最小となるよう前述のAGC増幅部11で利得を調整してやら

なければならない。

【0036】ここで得られる直交したそれぞれのデジタル値は、デジタルマッチドフィルタ21、22によってそれぞれ相関がとられる。ここで得られた相関ピークを用いてデジタル位相復調部22によってデジタル的に復調が行われる。またこの相関ピークを用いて周波数誤差信号を生成し、それを基準ローカル正弦波発生部14に帰還させる事で周波数同期が実現できる。

【0037】また前述のように、誤り率を最小とするA/D変換器入力振幅レベルの最適値は受信信号のC/Nによって異なる。よって上記両相関ピークを用いて信号電力を求め、先に算出した受信信号レベルと共に用いて受信信号のC/Nを算出し、AGCコントロール部24によってA/D変換器入力振幅を最適化するようにAGC増幅部18をコントロールする。ここで信号電力の算出は、例えば両相関ピーク値をそれぞれ I_{OUT} 、 Q_{OUT} とすれば、 $S = (I_{OUT}^2 + Q_{OUT}^2)^{0.5}$ で求められる。

【0038】図3にAGCコントロール部の概略ブロック図を示す。まず信号電力（実際には少量の雑音を含んでいる）と検波部18によって得られた受信電力を用いてC/N比が計算される。このようにして得られたC/N比に応じて、ROMテーブル26中に記憶されている情報により、最適な基準電圧が選ばれ出力される。このようにして得られた基準電圧と信号電力は差動増幅部27により比較され、さらにループフィルタ部28を経てAGC増幅部11への制御信号が出力される。この動作によって常に最適な誤り率特性が得られる。

【0039】次に図4を用いて第2の実施例に関する送信系の動作を説明する。ここで第1の実施例と異なっている点は、情報変調にQPSK変調を用いている点である。

【0040】まず送信すべきデータ系列は、シリアル/パラレル変換部29によって2つのデータ系列に分割され、それぞれのデータ系列はPN符号発生部32により発生されたPN符号系列とEX-OR30、31において排他的論理和がとられる。このようにして得られた系列は、一方は基準搬送波発生部35によって発生された正弦波と、もう一方は基準搬送波発生部35によって発生された正弦波を90°位相器36によって位相回転した信号と、それぞれ乗算器33、34によって乗算される。このようにして得られた両信号が加算器37によって加算されQPSK変調波が得られる。

【0041】このようにして得られた信号は第1の実施例同様周波数変換部38によってRF帯に周波数変換され、さらに電力増幅部39によって電力増幅され、送信アンテナ40によって送信される。

【0042】次に受信系について説明する。受信系の概略ブロック図は第1の実施例に用いた図2と同様であり、異なる点は、図2におけるデジタル位相復調部2

3がBPSK復調を行うのではなく、QPSK復調を行う点にある。これにより、第1の実施例と同様にしてデータ復調が可能となる。

【0043】次に第3の実施例について説明する。ここで送信系は図1と同様に情報変調にBPSK変調を用いている。

【0044】次に受信系の動作について図5を用いて説明する。ここで第1の実施例（図2）と異なる点は、周波数同期確認部57を付加した点である。

10 【0045】第1の実施例同様受信アンテナ41で受信された信号はRF増幅部42で電力増幅され、周波数変換部43でIF帯に周波数変換される。この後AGC増幅部44によりレベル調整される。このAGC増幅部44は、先の実施例同様、後段ベースバンド部のA/D変換部52、53の入力振幅レベルを最適に保つたものであり、特にこの段階に置かれる必要性はなく、本願の趣旨を逸脱するものでなければ他の段階に置かれても構わない。

20 【0046】このようにして得られた信号を2分波し、一方は乗算器46で基準ローカル正弦波発生部47で生成されたローカル信号と乗算され、もう一方は上記ローカル信号を90°位相器48で90°位相回転されたローカル信号と乗算器45で乗算され、それぞれ低域通過フィルタ50、49を通り、互いに直交したベースバンド信号に変換される。

【0047】このようにして得られた両信号は検波部51によって電力検波され、受信電力が測られ、この検波結果の情報はAGCコントロール部58に送られ、AGC増幅部44の制御に用いられる。

30 【0048】また上記両信号はそれぞれA/D変換器53、52によりデジタル化され、さらにデジタルマッチドフィルタ55、54によりそれぞれ相関がとられる。これら両相関ピークを用いてデジタル位相復調部56によりBPSK復調がなされ、データ復調が行われる。さらに上述両相関ピークを用いて信号成分の電力を検波し、この信号もAGCコントロール部58に送られる。ここで信号電力Sは、例えば上述のような方法で求めることが可能である。先に得られた受信電力と共に用いられ、C/N比が求められ、これによりAGC増幅部44の制御に用いられる。この制御については上述と同様の方法にて実現できる。さらにデジタル位相復調部56では、搬送波の周波数誤差信号を検出し、これを基準ローカル正弦波発生部47に帰還させることで同期検波が可能となる。

50 【0049】また上記周波数誤差信号は、同期確認部57に送られ、ここで今周波数同期が引き込み状態なのか、もしくは捕捉状態なのかを検出し、この結果を用いてAGCコントロール部58で、引き込み状態なのか、もしくは捕捉状態なのかに応じてA/D変換器52、53入力レベルを最適な状態するようにAGC増

幅部 4 4 をコントロールしている。ここでこの同期確認部 5 7 の同期確認方法としては、一例として周波数位相誤差信号を高域通過フィルタを通した後に検波し、その検波電力があるしきい値より低くなった場合に同期したと判断する方法が考えられるが、本実施例に限られず、どのような手法を用いても構わない。周波数位相誤差信号生成についても一般的なコストスループ等どのような方法を用いても構わない。

【0050】AGC コントロール部の概略ブロック部を図 6 に示す。ここで図 3 と異なる点は、ROM テーブル 6 0 に同期・非同期確認信号を入力している点である。上述と同様に、相関出力により得られた信号電力と検波部 5 1 によって得られた受信電力を用いて C/N が計算される。また上述のようにして得られた同期・非同期確認信号に応じて（同期引き込み状態か同期捕捉状態かに応じて）ROM テーブル 6 0 の内容を切り替える。そして上述のようにして得られた C/N に応じて ROM テーブル 6 0 により最適な基準電圧が出力される。このようにして得られた基準電圧と信号電力が差動増幅部 6 1 により比較され、さらにループフィルタ部 6 2 を経て AGC 増幅部 4 4 制御信号が出力される。この動作によって常に最適な誤り率特性が得られる。これらの情報から、常に A/D 変換器入力レベルを最適な状態にし最良の誤り率特性得ることが可能となる。

【0051】また明らかに、図 4 のような送信機を用い、受信系でのデジタル位相復調部 5 6 に QPSK 復調器を用いれば第 2 の実施例同様、QPSK でも使用可能である。

【0052】次に図 7 を用いて第 4 の実施例について説明する。ここでは送信系は図 1 と同様の BPSK 変調系を用いて受信系の動作について説明する。ここで第 1 の実施例と異なる点は受信電力検波部を取り除いた点である。

【0053】受信アンテナ 6 3 により受信された信号は、先と同様 RF 増幅部 6 4 により電力増幅され、さらに周波数変換部 6 5 によって IF 帯に周波数変換され AGC 増幅部 6 6 に入力される。ここで AGC 増幅部 6 6 は後段の A/D 変換部 7 3、7 4 の入力振幅を誤り率特性が最適となるようコントロールするためのもので、上述と同様、ここに置かれる必要性はない。

【0054】この後 2 分配され、一方はローカル正弦波信号発生部 6 9 より発生された正弦波信号と、もう一方は 90° 位相器 7 0 により位相回転された正弦波信号とそれぞれ乗算器 6 8、6 7 によって乗算され、さらにそれぞれ低域通過フィルタ 7 2、7 1 によって高周波成分が除去され、ベースバンド信号に変換される。この後それぞれ A/D 変換器 7 4、7 3 によりデジタル化され、デジタルマッチドフィルタ 7 6、7 5 により相関が取られる。

【0055】これらそれぞれの相関ピークを用いてディ

ジタル位相復調部 7 7 において位相復調される。またこの位相復調部 7 7 においてさらに周波数誤差信号生成し、これをローカル正弦波信号発生部 6 9 に帰還させることで周波数引き込み、並びに周波数捕捉が可能となる。また相関ピークを利用して信号電力、及びその分散から受信信号の C/N 比（処理利得を換算する）を得る。これを AGC コントロール部 7 8 で用いることで AGC 増幅部 6 6 を制御することができる。ここで AGC コントロール部 7 8 は、図 3 より C/N 演算部 2 5 を取り除いた構成で実現でき、よって本実施例により、第 1 の実施例と比較して検波部 1 8 をも取り除けるので、より小型化が可能となる。明らかに送信系を図 4 の QPSK 変調器に変更し、さらに図中 6 9 の BPSK 復調器を QPSK 変調器に変更することで、1 次変調を QPSK 変調とした場合にも対応可能である。

【0056】また本実施例に、第 3 の実施例であげた周波数同期確認部を同様に設け、周波数引き込み時、及び周波数捕捉時で A/D 変換器入力レベルを切り替えることで先と同様の効果が得られる。

【0057】また上記すべての実施例において送信側 1 次変調を差動位相変調とし、受信側デジタル位相復調部をデジタル差動位相復調部とすることで DPSK、DQPSK にも対応可能である。

【0058】次に図 11 を用いて第 5 の実施例について説明する。ここでは送信系は図 1 と同様の BPSK 変調系を用いて受信系の動作について説明する。ここで第 1 の実施例と異なる点は、C/N で AGC 増幅部をコントロールするのではなく、A/D 変換器のリファレンスレベル（A/D 変換器の信号入力範囲）をコントロールする点である。

【0059】受信アンテナ 104 により受信された信号は、先と同様 RF 増幅部 105 により電力増幅され、さらに周波数変換部 106 によって IF 帯に周波数変換され AGC 増幅部 107 に入力される。ここで AGC 増幅部 6 6 は後段の A/D 変換部 115、116 の入力電力を一定とするためのものであり、前述の AGC 増幅部とは利用目的が異なるが、上述と同様、ここに置かれる必要性はない。

【0060】この後 2 分配され、一方はローカル正弦波信号発生部 108 より発生された正弦波信号と、もう一方は 90° 位相器 109 により位相回転された正弦波信号とそれぞれ乗算器 110、111 によって乗算され、さらにそれぞれ低域通過フィルタ 112、113 によって高周波成分が除去され、ベースバンド信号に変換される。この後これら直交した両信号を用いて検波部 114 により受信電力が得られ、さらに両信号は、それぞれ A/D 変換器 115、116 によりデジタル化され、デジタルマッチドフィルタ 117、118 により相関が取られる。

【0061】これらそれぞれの相関ピークを用いてディ

ジタル位相復調部 119 において位相復調される。またこの位相復調部 119 においてさらに周波数誤差信号生成し、これをローカル正弦波信号発生部 108 に帰還させることで周波数引き込み、並びに周波数捕捉が可能となる。また相関ピークを利用して信号電力を得る。この信号電力と先の受信電力を用いて A/D コントロール部 120 にて A/D 変換器 115、116 のリファレンスレベルを制御することができる。ここで A/D コントロール部 120 は、図 12 に示したような構成で実現できる。図 12 を用いて A/D コントロール部 120 の動作について説明する。まず先に得られた受信電力と信号電力で C/N 演算部 121 により C/N を得る。ここで得られた C/N は ROM テーブル 122 に入力され C/N に応じた最適な A/D 変換器リファレンスレベル（ここでは A/D 変換器の信号入力範囲の最大値（ V_{IH} ）、最小値（ V_{IL} ）を表す）を出力し、これを D/A 変換器 123、124 によりアナログ電圧に変換し、これらを A/D 変換器 115、116 のリファレンス入力に入力する事で最適な特性を得ることができる。また本実施例に用いた制御方法は、ディジタル位相復調部 119 を QPSK 復調部とするだけで第 2 の実施例にも応用可能であり、また本実施例に、第 3 の実施例であげた周波数同期確認部を同様に設け、周波数引き込み時、及び周波数捕捉時で A/D 変換器リファレンスレベルを切り替えることで先と同様の効果が得られる。また第 4 の実施例同様 C/N を得る際に検波部を用いず、相関ピーク値とその分散により算出することで先と同様検波部 114 を省く事が可能である。この場合の A/D コントロール部は、図 12 の構成より C/N 演算部を省いた形で構成できる。

【0062】また上記すべての実施例において送信側 1 次変調を差動位相変調とし、受信側ディジタル位相復調部をディジタル差動位相復調部とすることで DPSK、DQPSK にも対応可能である。

【0063】次に図 13 を用いて第 6 の実施例について説明する。ここでは送信系は図 1 と同様の BPSK 変調系を用いて受信系の動作について説明する。ここで第 1 の実施例と異なる点は、周波数同期を行わない点である。

【0064】受信アンテナ 125 により受信された信号は、先と同様 RF 増幅部 126 により電力増幅され、さらに周波数変換部 127 によって IF 帯に周波数変換され AGC 増幅部 128 に入力される。ここで AGC 増幅部 128 は、後段の A/D 変換部 136、137 の入力電力を最適に制御するためのものであり、上述と同様にこの位置に置かれる必要性はない。

【0065】この後 2 分配され、一方はローカル正弦波信号発生部 129 より発生された正弦波信号と、もう一方は 90° 位相器 130 により位相回転された正弦波信号とそれぞれ乗算器 132、131 によって乗算され、

さらにそれぞれ低域通過フィルタ 134、133 によって高周波成分が除去され、ベースバンド信号に変換される。この後これら直交した両信号を用いて検波部 135 により受信電力が得られ、さらに両信号は、それぞれ A/D 変換器 137、136 によりディジタル化され、ディジタルマッチドフィルタ 139、138 により相関が取られる。

【0066】これらそれぞれの相関ピークを用いてディジタル差動位相復調部 140 において差動検波される。

10 またこの位相復調部 140 においてシンボル間の位相差をみることで送受信機間の搬送波の周波数差を得る。また相関ピークを利用して信号電力を得る。この信号電力と先の受信電力を用いて C/N を得、AGC コントロール部 141 にて C/N、周波数差を用いて A/D 変換器 136、137 の入力レベルを最適化しよう AGC 増幅部 128 をコントロールする。ここで AGC コントロール部 141 は、図 14 に示したような構成で実現できる。図 14 を用いて AGC コントロール部 141 の動作について説明する。まず先に得られた受信電力と信号電力で C/N 演算部 142 で C/N を得る。ここで得られた C/N と先に得られた周波数差は ROM テーブル 143 に入力され、最適な A/D 変換器入力レベルに制御できるよう基準電圧が出力される。この基準電圧と信号電力が比較され、その比較結果はループフィルタ部 145 を通り AGC 増幅部 128 を制御する。

30 【0067】また本実施例に用いた制御方法は、ディジタル差動位相復調部を DQPSK 復調部とするだけで第 2 の実施例にも応用可能であり、また第 4 の実施例同様 C/N を得る際に検波部を用いず、相関ピーク値とその分散により算出することで先と同様検波部 135 を省く事が可能である。この場合の AGC コントロール部は、図 10 の構成より C/N 演算部を省いた形で構成できる。

【0068】また第 5 の実施例で用いた A/D 変換器リファレンスレベルを制御する手法を用い、本方式に応用できる。この場合の A/D コントロール部は、図 11 に示したような構成で実現できる。

【0069】

40 【発明の効果】本発明によれば、一般の直接拡散スペクトル拡散ディジタル BPSK 復調装置において、信号電力検波部と受信電力検波部を設け、受信 C/N を得、その値によって A/D 入力振幅を最適な値にコントロールし、最良の誤り率特性を実現できる。

【0070】また、上記方式を QPSK、DPSK、DQPSK 方式にも適用できる。

50 【0071】また、上記方式において、信号電力検波部でその分散からノイズ電力を得、これらの値から受信 C/N を得、その値によって A/D 入力振幅を最適な値にコントロールし、最良の誤り率特性を実現でき、先に比べ、受信電力検波部を省けるのでより小型化が実現でき

る。

【0072】また、周波数同期過程において、引き込み時、捕捉時でA/D変換器入力振幅レベルを切り替えることでどの過程においても最適な誤り率特性が実現できる。

【0073】また、信号電力検波部と受信電力検波部を設け、受信C/Nを得、その値によってA/D変換器リファレンスレベルを最適な値にコントロールし、最良の誤り率特性を実現できる。

【0074】また、非同期差動検波を行うようなスペクトル拡散ディジタル復調装置において、周波数差を知る手段を設け、その周波数差に応じてA/D変換器入力レベルを最適な値にコントロールし、最良の誤り率特性を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る第1の実施例の送信系概略ブロック図である。

【図2】本発明に係る第1の実施例の受信系概略ブロック図である。

【図3】本発明に係る第1の実施例におけるAGCコントロール部の構成図である。

【図4】本発明に係る第2の実施例の送信系概略ブロック図である。

【図5】本発明に係る第3の実施例の受信系概略ブロック図である。

【図6】本発明に係る第4の実施例の受信系概略ブロック図である。

【図7】本発明に係る第4の実施例におけるAGCコントロール部の構成図である。

【図8】従来の直接拡散スペクトル拡散通信方式に係る送信系概略ブロック図である。

【図9】従来の直接拡散スペクトル拡散通信方式に係る受信系概略ブロック図である。

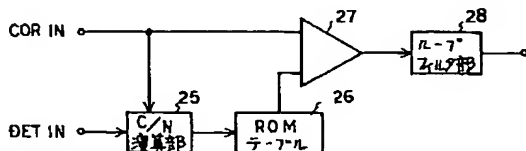
【図10】従来の直接拡散スペクトル拡散通信方式に係る受信系におけるAGCコントロール部の構成図である。

【図11】本発明に係る第5の実施例の受信系概略ブロック図である。

【図12】本発明に係る第5の実施例におけるA/Dコントロール部の構成図である。

【図13】本発明に係る第6の実施例の受信系概略ブロック図である。

【図3】



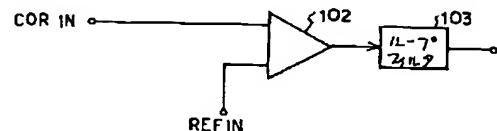
【図14】本発明に係る第6の実施例におけるAGCコントロール部の構成図である。

【図15】本発明に係る第6の実施例におけるA/Dコントロール部の構成図である。

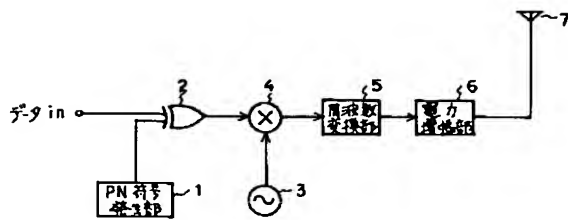
【符号の説明】

- 1、32、79 PN符号発生部
- 2、30、31、80 EX-OR部
- 3、35、81 基準搬送波発生部
- 4、12、13、33、34、45、46、67、68、82、92、93、110、111、131、132乗算器
- 5、10、38、43、65、83、88、106、127 周波数変換部
- 6、39、84 電力増幅部
- 7、40、85 送信アンテナ
- 8、41、63、86、104、125 受信アンテナ
- 9、42、64、87、105、126 RF増幅部
- 11、44、66、89、107、128 AGC増幅部
- 14、47、69、90、108、129 基準ローカル正弦波発生部
- 15、48、70、91、109、130 90°位相器
- 16、17、49、50、71、72、94、95、112、113、133、134 低域通過フィルタ
- 18、51、114、135 電力検波部
- 19、20、52、53、73、74、96、97、115、116、136、137 A/D変換器
- 21、22、54、55、75、76、98、99、117、118、138、139 デジタルマッチドフィルタ
- 23、56、77、100、119、140 デジタル位相復調部
- 24、58、78、141 AGCコントロール部
- 54 同期確認部
- 25、59、121、142、146 C/N演算部
- 26、60、122、143、147 ROMテーブル部
- 27、61、102、144 差動増幅部
- 28、62、103、145 ループフィルタ部
- 120 A/Dコントロール部
- 123、124、148、149 D/Aコンバータ部

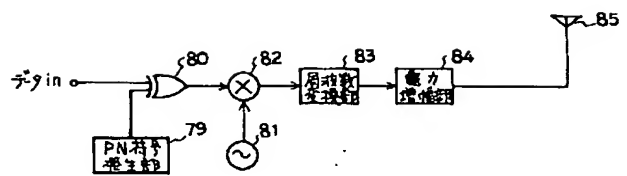
【図10】



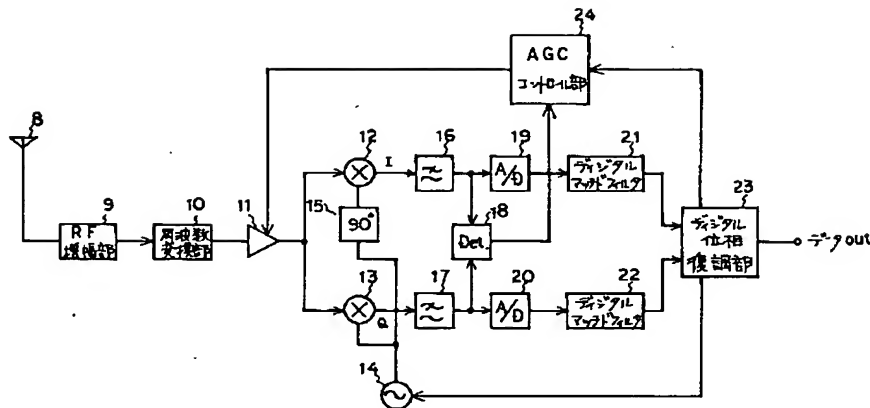
【図 1】



【図 8】

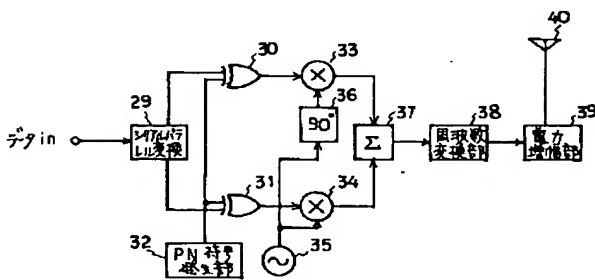


【図 2】

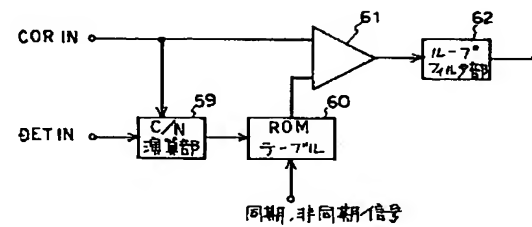
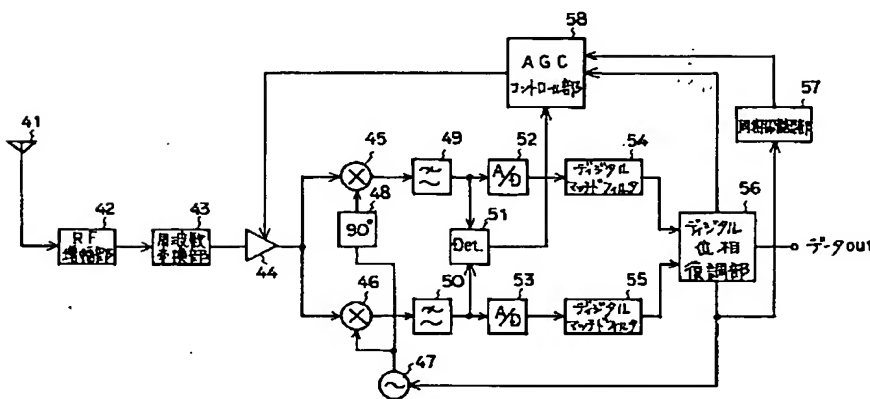


【図 4】

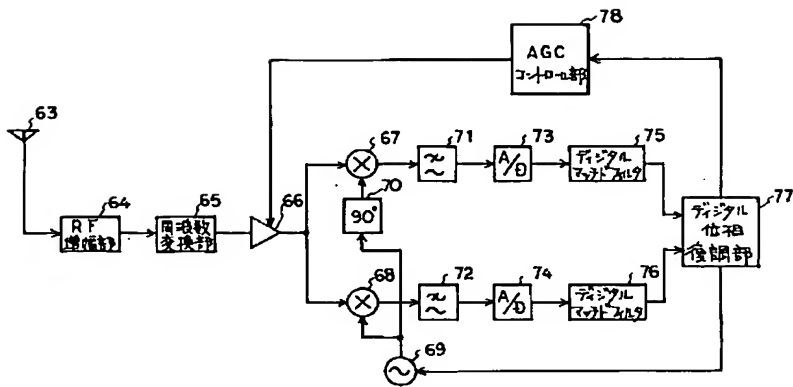
【図 6】



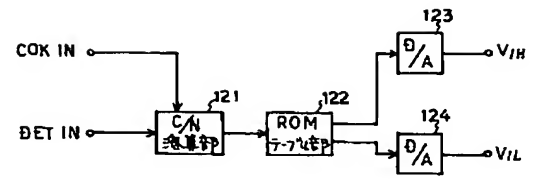
【図 5】



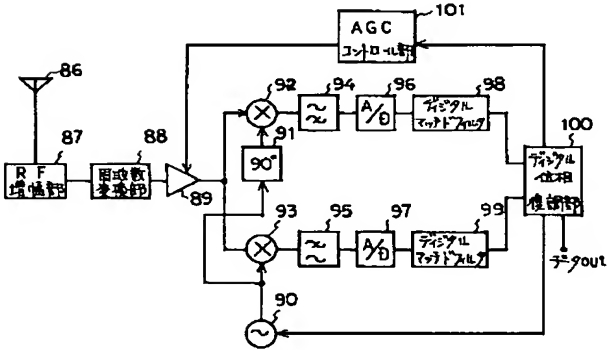
【図 7】



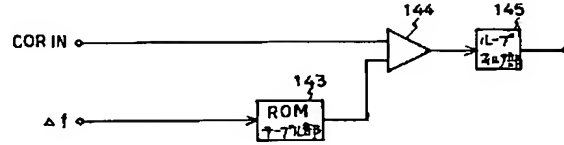
【図 1 2】



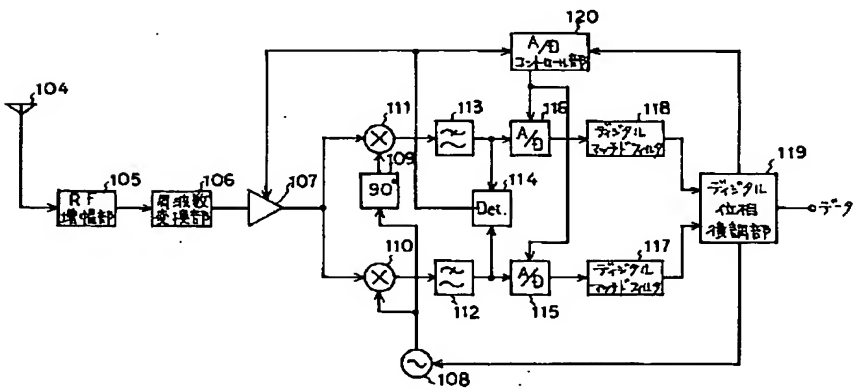
【図 9】



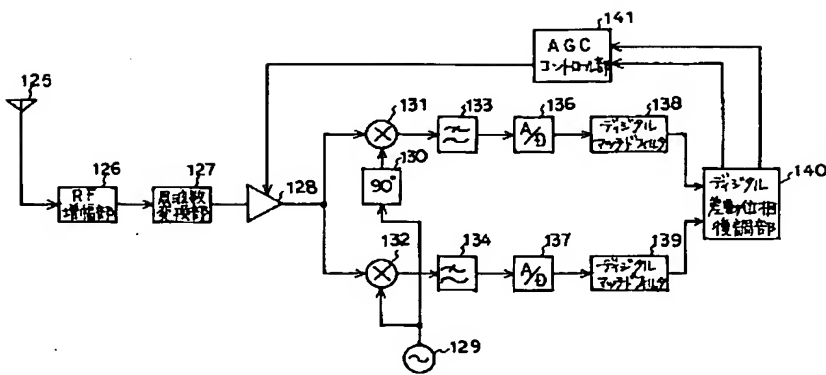
【図 1 4】



【図 1 1】



【図 13】



【図 15】

